

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN CONTROLADOR APLICADO SOBRE UNA
MÁQUINA SÍNCRONA PARA GARANTIZAR ESTABILIDAD EN SISTEMAS DE
POTENCIA.**

**SEBASTIAN URREA MEJIA
JUAN CAMILO VELASQUEZ MOLINA**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERÍAS
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA, NOVIEMBRE DE 2017**



**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN CONTROLADOR APLICADO SOBRE UNA
MÁQUINA SÍNCRONA PARA GARANTIZAR ESTABILIDAD EN SISTEMAS DE
POTENCIA.**

**SEBASTIAN URREA MEJIA
JUAN CAMILO VELASQUEZ MOLINA**

**PROYECTO DE GRADO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO
ELECTRICISTA**

**DIRECTOR:
Ph.D. ANDRÉS ESCOBAR MEJÍA**

**CO DIRECTOR:
M.Sc. WALTER JULIÁN GIL GONZALES**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERÍAS
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2017**

TABLA DE CONTENIDO

CAPÍTULO 1.....	1
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	1
1.2 JUSTIFICACION	2
1.3 OBJETIVOS	3
1.3.1 OBJETIVOS GENERALES	3
1.3.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS.....	3
CAPÍTULO 2	4
2. ESTABILIDAD DE PEQUEÑA SEÑAL EN EL SEP	4
2.1 MODELO DE LA MÁQUINA SINCRONA PARA ESTUDIOS DE ESTABILIDAD	4
2.1.1 Modelo de tercer orden	4
2.1.2 Regulador automaico de voltaje (AVR).....	5
2.2 MODELO DE LA MÁQUINA SINCRONA CONECTADA A UN BUS INFINITO (SMIB).....	6
2.2.1 Modelo Heffron Phillips clásico	6
2.2.2 Modelo Heffron-Phillips modificado.....	10
2.2.3 Estabilizador de sistemas de potencia (PSS)	12
2.2.3.1 Diseño del PSS para el modelo modificado de Heffron Phillips.....	12
2.2.4 Modelo de la turbina y gobernador.....	13
2.2.3.1 Turbinas	13
2.2.3.2 Turbina Hidraulica.....	13
2.2.3.3 Gobernador de Turbinas Hidraulicas	14
CAPÍTULO 3	16
3. CONTROLADORES OPTIMOS MEDIANTE REALIMENTACION DE VARIABLES DE ESTADO	16
3.1 Aplicación de un controlador LQR	16
3.2 Aplicación de un controlador LMI.....	17
CAPÍTULO 4.....	21
4. ANALISIS COMPARATIVO DELAS TECNICAS DE CONTROL PRESENTADAS Y MODELOS HEFFRON- PHILLIPS	21
4.1 Descripción del sistema bajo estudio.....	21

4.1.1 Resultados y análisis para el modelo Heffron Phillips clásico.....	23
4.1.2 Resultados y análisis para el modelo Heffron Phillips modificado	27
4.1.3 Resumen de los resultados obtenidos.....	30
CAPITULO 5.....	32
5. CONCLUSIONES	33
5.1 Trabajos futuros	34
BIBLIOGRAFÍA	35

Apéndice: Nomenclatura

δ	: Ángulo del rotor.
$\dot{\delta}$: Derivada del ángulo del rotor.
δ_s	: Ángulo del rotor con respecto a la tensión del lado secundario del transformador.
ω_B	: Frecuencia angular base.
$\dot{\omega}$: Derivada de la velocidad angular.
S_m	: Velocidad de deslizamiento ($S_m = \frac{\omega - \omega_B}{\omega_B}$).
T_{mec}	: Torque mecánico.
T_{elec}	: Torque eléctrico.
D	: Coeficiente de amortiguamiento.
T'_{do}	: Constante de tiempo de circuito abierto en el eje d .
X_d, X'_d	: Reactancias de estado estable y transitorio del eje d , <i>respectivamente</i> .
X_q	: Reactancias de estado estable del eje q .
X_t	: Reactancia del transformador.
X_l	: Reactancia equivalente de las líneas.
X_e	: Impedancia total entre el barraje del generador y el barraje infinito.
K_A	: Ganancia del circuito de excitación.
T_A	: Constante de tiempo del circuito de excitación
E'_q	: <i>Fem</i> transitoria debido al flujo de campo.
E_{fd}	: Tensión del circuito de campo.
E_B	: Tensión del barraje infinito.
V_t	: Tensiones medidas en terminales del generador.
V_s	: Tensiones medidas lado secundario del transformador.
V_{pss}	: Tensión de entrada del PSS.
V_{ref}	: Tensión de referencia.
V_d, V_q	: Tensiones del eje d y q , <i>respectivamente</i> .
I_d, I_q	: Corrientes del eje d y q , <i>respectivamente</i> .

I_a	: Corriente del estator.
R_a	: Resistencia del estator.
R_t	: Resistencia del Transformador.
P_t	: Potencia activa en terminales del generador.
Q_t	: Potencia reactiva en terminales del generador.
P_s	: Potencia activa en lado secundario del transformador.
Q_s	: Potencia reactiva en lado secundario del transformador.
θ_p	: Diferencia angular V_s e I_a .
m	: Número etapas del PSS.
T_1, T_2	: Constantes de tiempo del PSS.
β	: Compensación de fase requerida.
Ω	: Frecuencia de modo de interés para el PSS.
X	: Variables de estado del sistema.
G_1	: Constante que representa la influencia del ángulo del torque en el torque eléctrico.
G_2	: Constante que representa la influencia de la tensión interno en el torque eléctrico.
G_3	: Constante que representa el devanado de campo.
G_4	: Constante que representa la influencia del ángulo del torque en la tensión interno.
G_5	: Constante que representa la influencia del ángulo del torque en la tensión en terminales.
G_6	: Constante que representa la influencia de la tensión interno en la tensión en terminales.
G_{v1}	: Constante del torque
G_{v2}	: Constante tensión de campo
G_{v3}	: Constante de la tensión en terminales

Índice de figuras

2.1 Máquina síncrona conectada al SEP.....	6
2.2 Diagrama de bloques modelo Heffron-Phillips clásico	10
2.3 Diagrama de bloques modelo Heffron-Phillips modificado	11
2.4 Estructura del PSS convencional	13
2.5 Representación del modelo de la turbina y el gobernador conectado al modelo Heffro-Phillips	15
4.1 Sistema bajo estudio	21
4.2 Esquemático del sistema implementado en MatLAB/Simulink	22
4.3 Variación de la velocidad ante una variación en la potencia mecánica	24
4.4 Variación del ángulo ante una variación en la potencia mecánica	25
4.5 Variación de la velocidad ante falla transitoria de 0.1s de duración.....	25
4.6 Variación del ángulo ante falla transitoria de 0.1s de duración	26
4.7 Variación de la velocidad ante una falla permanente en la línea.....	26
4.8 Variación del ángulo ante una falla permanente en la línea.....	27
4.9 Variación de la velocidad ante una variación en la potencia mecánica	28
4.10 Variación del ángulo ante una variación en la potencia mecánica	28
4.11 Variación de la velocidad ante falla transitoria de 0.1s de duración	29
4.12 Variación del ángulo ante falla transitoria de 0.1s de duración	29
4.13 Variación de la velocidad ante una falla permanente en la línea.....	30
4.14 Variación del ángulo ante una falla permanente en la línea.....	30

CAPÍTULO 1

1. INTRODUCCIÓN

En este trabajo de grado se pretende realizar la evaluación de tres tipos de controles diferentes sobre dos modelos distintos que representan los sistemas eléctricos de potencia (SEP), con el fin de determinar cuál de ellos mejora la estabilidad del SEP y se logra garantizar que el SEP funcione correctamente ante diferentes condiciones operativas, las cuales pueden presentarse debido a los cambios tan repentinos en la carga que se está alimentando y esto puede ocasionar una inestabilidad en el funcionamiento del generador y la insatisfacción de la carga que se esta alimentando.

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En la actualidad los SEP, son los encargados de satisfacer la demanda energética; éstos son exigidos de tal manera que llegan a alcanzar los límites de operaciones por lo que los problemas de estabilidad se hacen evidentes y las perturbaciones pueden ocasionar el colapso de los mismos [1], [2]. Para este tipo de sistemas el control rápido y adecuado del circuito de excitación de las máquinas síncronas es fundamental ya que los controladores se encargan de regular la tensión en terminales de la máquina y, por ende, de mejorar la estabilidad general del SEP [1], [2]. Uno de los problemas para asegurar la estabilidad de los SEP es el control de las señales de poca variación alrededor de un punto de operación.

Si existen oscilaciones de pequeña magnitud y baja frecuencia que perduren por periodos prolongados, estas pueden ocasionar pérdidas en la capacidad de transferencia de potencia del SEP [1], [2]. Con el fin de mejorar la estabilidad de los SEP y su desempeño, es necesario introducir señales suplementarias a baja frecuencia que ayuden a mantener el sincronismo de las máquinas. Actualmente existen distintos enfoques para determinar la señal de amortiguamiento que mejoraría la estabilidad de los SEP, uno de los métodos más utilizados es el de los estabilizadores de sistemas de potencia (PSS). A través de los años se han propuesto numerosos algoritmos y procesos de diseño para obtener controles óptimos y aplicarlos a los distintos modelos de sistemas de potencia, los cuales son asignados a diferentes condiciones operativas que se encuentre el SEP. Para el diseño de estos controladores se debe tener en cuenta el estado de operación del SEP a controlar [1], [3], [4].

1.2 JUSTIFICACIÓN.

Debido a la creciente demanda energética, los centros de generación se ven cada vez más exigidos causando que los centros lleguen al tope de su punto operativo y haciendo evidentes los problemas de estabilidad. Uno de los problemas al momento de asegurar la estabilidad del SEP es el control de las señales que poseen poca variación alrededor de cierto punto de operación. Con el propósito de mejorar la estabilidad y desempeño de los SEP, es necesario aplicar señales suplementarias a baja frecuencia para de esta manera ayudar a mantener el sincronismo de las máquinas.

El PSS es un control auxiliar que se utiliza para amortiguar las oscilaciones de frecuencia de los SEP [1], [4]; algunos autores han propuesto controles por medio de realimentación de variables como una alternativa a los estabilizadores convencionales [5], sin embargo, aunque los controladores por realimentación de variables de estado han demostrado un rendimiento más eficiente que el PSS, no se han implementado debido a que la mayoría de las variables de estado del sistema de potencia no son medibles o accesibles.

Para lograr el diseño más adecuado del PSS se propone utilizar el modelo de Heffron Phillips modificado, este modelo se obtiene tomando la tensión del secundario del transformador de potencia en lugar de la tensión del barraje; los parámetros de este modelo son independientes de la reactancia externa equivalente y de la tensión del barraje infinito. Se propone el uso de este modelo para un diseño de un control óptimo por realimentación de variables de estado como el regulador lineal cuadrático (LQR) y las desigualdades matriciales lineales (LMI), los cuales presentaron mejores resultados que el PSS convencional [4].

Con la información encontrada en los textos de diversos autores se puede plantear que existen diversas formas de diseñar el PSS que garantiza la estabilidad de pequeña señal en la máquina síncrona [4]. Por lo expuesto anteriormente el presente trabajo de grado se propone resolver la siguiente pregunta: ¿Cuál de los métodos que se van a utilizar en este documento es el más adecuado para lograr una mejor estabilidad en los SEP?

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GENERAL

- Determinar el control más adecuado que actúe sobre la excitación para una máquina síncrona representada a través de su modelo Heffron Phillips modificado bajo diferentes condiciones operativas.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Documentar el estado del arte en el tema de estudio.
- Analizar el modelo de Heffron-Phillips de la máquina síncrona, que se conecta a un barraje infinito.
- Implementar en Matlab/Simulink un control basado en LQR y LMI para el sistema bajo estudio.
- Comparar los controles propuestos con un control clásico para el modelo de Heffron-Phillips basado en PSS para diferentes condiciones operativas del sistema.
- Documentar los resultados del controlador bajo estudio.

CAPÍTULO 2

2. ESTABILIDAD DE PEQUEÑA SEÑAL EN EL SEP

Para el análisis apropiado de la estabilidad de pequeña señal, es necesario tener en cuenta los componentes principales del sistema de potencia, esto incluye: el generador, el sistema de excitación, el regulador automático de voltaje (AVR), entre otros. En este capítulo se presentaran los dos modelos trabajados (Heffron-Phillips clásico y modificado), los cuales se basan en un bus infinito conectado a una sola máquina síncrona. También se hará una breve introducción a los elementos encargados de generar la potencia mecánica, la cual es la principal encargada de generar el torque eléctrico para el funcionamiento del generador síncrono.

2.1 MODELAMIENTO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA PARA ESTUDIOS DE ESTABILIDAD

2.1.1 MODELO DE TERCER ORDEN

El modelo tercer orden se deriva del modelo de sexto orden, donde en este modelo es representado por los subtransitorios de la derivada de la tensión inducida, los transitorios de la derivada de la tensión inducida, también la derivada de la velocidad síncrona de la máquina, y por último la derivada del ángulo del par ($\dot{E}_q'', \dot{E}_d'', \dot{E}_q', \dot{E}_d', \dot{\omega}, \dot{\delta}$) [6].

Teniendo en cuenta lo anterior y algunas suposiciones que se realizan, desde la anulación del transitorio de la tensión inducido del eje de cuadratura (eje d), hasta el desprendimiento de las tensiones inducidos subtransitorios de los ejes directos y de cuadratura (eje d y q); para el modelo de tercer orden de la máquina síncrona se obvia los efectos en los devanados amortiguados al asumir constante la tensión inducido en el eje directo E_q' , también se obvia la amortiguación que se produce debido a las corrientes parasitas generadas en el cuerpo del rotor, usando una bobina extra para representar el cuerpo del rotor, debido a que no existe ningún bobinado en el eje de cuadratura que represente el cuerpo del rotor [6]. Se sabe que:

$$E_q' = 0 \quad (2.1)$$

$$X_q' = X_q \quad (2.2)$$

Como es mencionado anteriormente, los efectos de los devanados amortiguados son despreciados, se debe tener presente el aumentar el valor del coeficiente de amortiguación en la ecuación de oscilación. El modelo es:

$$M\Delta\dot{\omega} = P_m - P_e - D\Delta\omega \quad (2.3)$$

$$\dot{\delta} = \Delta\omega \quad (2.4)$$

$$T'_{d0}\dot{E}'_q = E_f - E'_q - Id(X_d - X'_d) \quad (2.5)$$

2.1.2 REGULADOR AUTOMÁTICO DE VOLTAJE (AVR)

El excitador proporciona el mecanismo para controlar la magnitud de la tensión en terminales de la máquina. Para controlar automáticamente esta tensión, se debe comparar la señal con una tensión de referencia y amplificarla para producir la entrada del excitador V_R . El amplificador puede ser un excitador piloto (otro generador) o un amplificador de estado sólido. Para cualquier caso, el amplificador a menudo es modelado con un limitador que reemplaza la función de saturación.

$$T_A \frac{dV_R}{dt} = -V_R + K_A V_{in} \quad (2.6)$$

$$V_R^{min} \leq V_R \leq V_R^{max} \quad (2.7)$$

Donde V_{in} es la entrada del amplificador, T_A es la constante de tiempo del amplificador y K_A es la ganancia del amplificador. El límite V_R puede ser de valor múltiple para permitir un límite superior durante los transitorios. El límite de estado estacionario sería menor para reflejar las restricciones térmicas en el excitador y el bobinado de campo síncrono de la máquina. Se debe recordar que V_R es la entrada escalada al excitador principal. Este puede tener un rango entre cero y sus límites, si el excitador principal es autoexcitado, pero debe ser distinto de cero si el excitador se excita por separado.

2.2 MODELO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA CONECTADA A UN BUS INFINITO

2.2.1 MODELO DE HEFFRON-PHILLIPS CLÁSICO.

El propósito de este modelo es simplificar la representación de la máquina síncrona para estudios de estabilidad de pequeña señal mediante el modelo linealizado. El modelo se basa en el modelo de tercer orden de una máquina síncrona e inicia con el sistema de máquina simple conectada a un bus infinito (SMIB). Se trabaja con seis constantes las cuales resultan de la manipulación algebraica de las ecuaciones diferenciales del modelo de tercer orden presente en la sección 2.1.1, el cual es conectado a un bus infinito mediante una reactancia X_e y una resistencia R_e , la cual se asume como cero [12]. Como se muestra en la figura 2.5, las cuales se usan en la configuración del modelo de flujo constante para estudios de pequeña señal. Por esta razón, las ecuaciones que describen el sistema pueden ser linealizadas para para cierto punto de operación conocido.

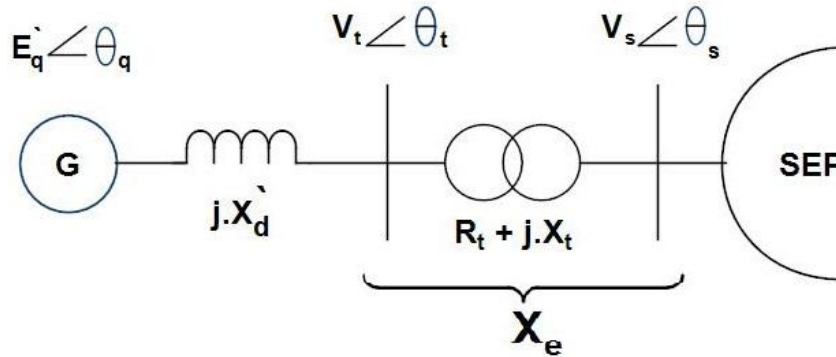


Figura 2.1. Máquina síncrona conectada al SEP.

El modelo de la máquina síncrona bajo estudio es el denominado IEEE Model 1.0 [8], [11], donde se ha utilizado para representar el generador síncrono con una ganancia alta y una baja constante de tiempo para la excitación estática [13]. Las ecuaciones dinámicas que gobiernan el sistema son los siguientes:

$$\dot{E}'_q = -\frac{1}{T'_{do}}(E'_q + (X_d - X'_d)I_d - E_{fd}) \quad (2.8)$$

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_s \quad (2.9)$$

$$\dot{\omega} = \frac{\omega_s}{2H} (T_M - (E'_q I_q + (X_q - X'_q) I_d I_q + D(\omega - \omega_s))) \quad (2.10)$$

Las ecuaciones del estator, asumiendo $R_e = 0$, y denotando el tensión en terminales como V_t , tenemos.

$$X_q I_q - V_t \sin(\delta - \theta) = 0 \quad (2.11)$$

$$E'_q - V_t \cos(\delta - \theta) - X'_d I_d = 0 \quad (2.12)$$

Ahora:

$$V_d + jV_q = V_t e^{j\theta} e^{-j(\delta - \pi/2)} \quad (2.13)$$

Expandiendo la parte derecha de la ecuación anterior:

$$V_d + jV_q = V_t \sin(\delta - \theta) + jV_t \cos(\delta - \theta) \quad (2.14)$$

Sustituyendo V_d y V_q en (2.10) y (2.11) tenemos:

$$X_q I_q - V_d = 0 \quad (2.15)$$

$$E'_q - V_q - X'_d I_d = 0 \quad (2.16)$$

Las ecuaciones de la red, asumiendo el ángulo del bus infinito como cero, son:

$$(I_d + jI_q) e^{j(\delta - \frac{\pi}{2})} = \frac{(V_d + jV_q) e^{j(\delta - \frac{\pi}{2})} - V_\infty \angle 0}{R_e + jX_e} \quad (2.17)$$

$$(I_d + jI_q) = \frac{(V_d + jV_q) - V_\infty e^{j(\delta - \frac{\pi}{2})}}{R_e + jX_e} \quad (2.18)$$

Realizando producto cruz y separando en parte real e imaginaria, tenemos:

$$R_e I_d - X_e I_q = V_d - V_\infty \sin \delta \quad (2.19)$$

$$X_e I_d - R_e I_q = V_q - V_\infty \cos \delta \quad (2.20)$$

Para el caso de una máquina simple, tenemos las ecuaciones diferenciales (2.8), (2.9) y (2.10), y las ecuaciones algebraicas (2.15), (2.16), (2.19) y (2.20). Estas ecuaciones se linealizan alrededor de un punto de operación, eliminando variables algebraicas como $I_d, I_q, \theta, V_d, V_q$ como se muestra a continuación.

- Paso 1:

Linealizando las ecuaciones algebraicas (2.15) y (2.16):

$$\begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & X_q \\ -X'_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta E'_q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

- Paso 2:

Linealizando las ecuaciones de flujo de carga (2.19) y (2.20):

$$\begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e & -X_e \\ X_e & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\infty \cos \delta \\ -V_\infty \sin \delta \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (2.22)$$

- Paso 3:

Igualando la parte derechas de las ecuaciones (2.21) y (2.22) y simplificando:

$$\begin{bmatrix} R_e & -(X_e + X_q) \\ (X_e + X'_d) & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta E'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\infty \cos \delta \\ -V_\infty \sin \delta \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (2.23)$$

Luego

$$\begin{bmatrix} R_e & -(X_e + X_q) \\ (X_e + X'_d) & R_e \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} R_e & -(X_e + X_q) \\ (X_e + X'_d) & R_e \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

donde:

$$\Delta = R_e^2 + (X_e + X_q)(X_e + X'_d)$$

Resolviendo para ΔI_d y ΔI_q en (2.23) para obtener (luego de simplificar):

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (X_e + X_q) & | & -R_e V_\infty \cos \delta + V_\infty \sin \delta (X_e + X_q) \\ R_e & | & R_e V_\infty \sin \delta + V_\infty \cos \delta (X_e + X'_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

- Paso 4:

Linealizando las ecuaciones diferenciales (2.8)-(2.10) y sustituyendo a ΔI_d y ΔI_q de (2.25), nos queda:

$$\Delta \dot{E}'_q = -\frac{1}{K_3 T'_{do}} \Delta E'_q - \frac{k_4}{T'_{do}} \Delta \delta + \frac{1}{T'_{do}} \Delta E_{fd} \quad (2.26)$$

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_s \Delta v \quad (2.27)$$

$$\Delta \dot{v} = -\frac{K_2}{2H} \Delta E'_q - \frac{k_1}{2H} \Delta \delta + \frac{D \omega_s}{2H} \Delta v + \frac{1}{2H} \Delta T_M \quad (2.28)$$

donde:

$$\frac{1}{G_3} = 1 + \frac{(X_d - X'_d)(X_e + X_q)}{\Delta} \quad (2.29)$$

$$G_4 = \frac{V_\infty(X_d - X'_d)}{\Delta} ((X_e + X_q) \sin \delta - R_e V_\infty \cos \delta) \quad (2.30)$$

$$G_2 = \frac{1}{\Delta} (I_q \Delta - I_q (X'_d - X_q)(X_e + X_q) - R_e (X'_d - X_q) I_d + R_e E'_q) \quad (2.31)$$

$$G_1 = -\frac{1}{\Delta} (I_q V_\infty (X'_d - X_q) ((X_e + X_q) \sin \delta - R_e V_\infty \cos \delta) + V_\infty ((X'_d - X_q) I_d - E'_q) ((X_e + X_d) \cos \delta + R_e \sin \delta)) \quad (2.32)$$

Si

$$\begin{aligned} V_t^2 &= V_q^2 + V_d^2 \\ 2V_t \Delta V_t &= 2V_d \Delta V_d + 2V_q \Delta V_q \\ \Delta V_t &= \frac{V_d}{V_t} \Delta V_d + \frac{V_q}{V_t} \Delta V_q \end{aligned} \quad (2.33)$$

Reemplazando (2.25) en (2.21):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X_q R_e & X_q (R_e V_\infty \sin \delta + V_\infty \cos \delta (X_e + X'_d)) \\ -X'_d (X_e + X_q) & -X'_d (-R_e V_\infty \cos \delta + V_\infty \sin \delta (X_e + X_q)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta E'_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Reemplazando (2.34) en (2.33), tenemos:

$$\Delta V_t = G_5 \Delta \delta + G_6 \Delta E'_q, \quad (2.35)$$

donde

$$G_5 = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{V_d}{V_t} X_q (R_e V_\infty \sin \delta + V_\infty \cos \delta (X_e + X'_d)) + \frac{V_q}{V_t} X'_d (R_e V_\infty \cos \delta - V_\infty \sin \delta (X_e + X_q)) \right) \quad (2.36)$$

$$G_6 = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{V_d}{V_t} X_q R_e - \frac{V_q}{V_t} X'_d (X_e + X_q) \right) + \frac{V_q}{V_t} \quad (2.37)$$

La figura 2.6 establece la representación del modelo ya linealizado de la máquina síncrona mediante variables de estado, teniendo $\Delta \delta, \Delta v, \Delta E'_q, \Delta E_{fd}$ como variables de estado y la entrada como ΔV_{ref} :

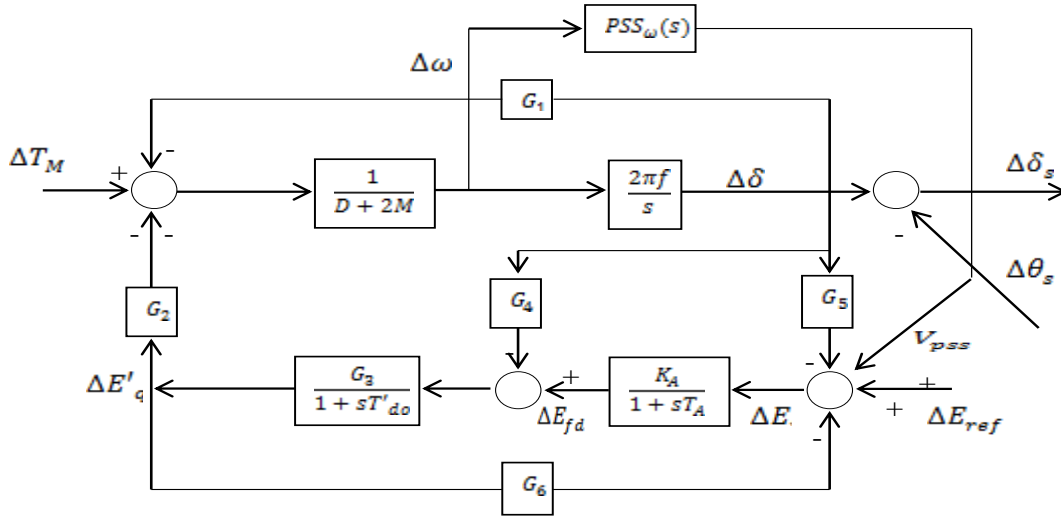


Figura 2.2. Diagrama de bloques modelo Heffron-Phillips clásico.

2.2.2 MODELO HEFFRON PHILLIPS MODIFICADO

A diferencia del modelo Heffron-Phillips clásico, en este modelo modificado el ángulo del rotor se mide con respecto a la tensión del lado secundario del transformador $V_s \angle \theta_s$, y es definido como $\delta_s = \delta - \theta_s$ [7], [10], se definen las siguientes expresiones para δ_s , E'_q , I_d e I_q :

$$\delta_s = \tan^{-1} \frac{P_s \cdot (X_t + X_q) - Q_s \cdot (R_a + R_t)}{P_s \cdot (R_a + R_t) + Q_s \cdot (X_t + X_q) + V_s^2} \quad (2.38)$$

donde: $P_s = V_s \cdot I_a \cdot \cos \theta_p$ y $Q_s = V_s \cdot I_a \cdot \sin \theta_p$.

$$E'_q = \frac{(X_t - X'_d)}{X_t} \cdot \sqrt{V_t^2 - \left(\frac{X_q}{(X_t + X_q)} \cdot V_s \cdot \sin \delta_s \right)^2} - \frac{X'_d}{X_t} \cdot V_s \cdot \cos \delta_s \quad (2.39)$$

Las ecuaciones del estator modificadas tomando como referencia del secundario del transformador se pueden reescribir como:

$$\begin{aligned} V_q &= R_t \cdot I_q - X_t \cdot I_d + V_s \cdot \cos \delta_s \\ V_d &= R_d \cdot I_d + X_t \cdot I_q - V_s \cdot \sin \delta_s \end{aligned} \quad (2.40)$$

En la figura 2.3 se muestra el modelo de Heffron-Phillips modificado [7], [10]. Este modelo linealizado alrededor de un punto de operación del SEP, no tiene en cuenta los efectos de

los devanados amortiguadores y tampoco el efecto de saturación del hierro. La información detalla y significado de cada constante se encuentra en el apéndice de nomenclatura. Teniendo en cuenta que las constantes G_1 a G_6 , ya no están referenciadas a δ , E_b y además son independiente de la reactancia equivalente X_e del SEP como se presenta en [14]. Estas constantes ya están en funciones de V_s , δ_s , V_t y las corrientes de la máquina.

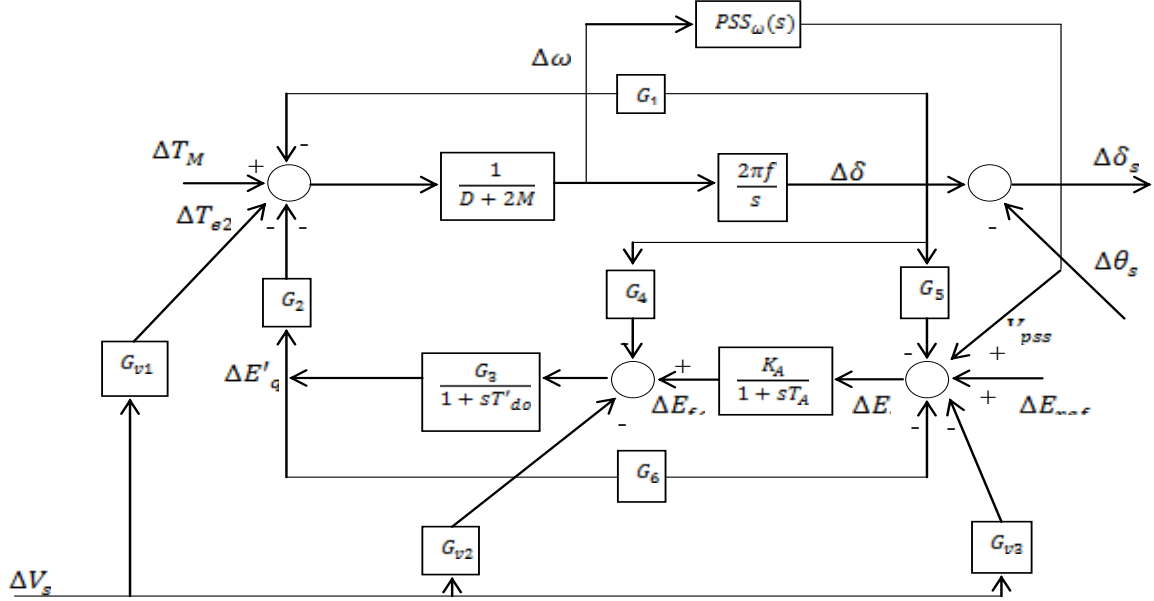


Figura 2.3. Diagrama de bloques modelo Heffron-Phillips modificado [10].

A continuación, se muestran cada una de las ecuaciones que permiten el cálculo de cada una de las constantes [7]:

$$G_1 = \frac{V_{s0} \cdot E_{q0} \cdot \cos \delta_{s0}}{X_q + X_t} + \frac{X_q - X'_d}{X_t + X'_d} \cdot (V_{s0} \sin \delta_{s0}) \quad (2.41)$$

$$G_2 = \frac{X_q + X_t}{X_t + X'_d} \cdot i_{q0} \quad (2.42)$$

$$G_3 = \frac{X_t + X'_d}{X_t + X_d} \quad (2.43)$$

$$G_4 = \frac{X_d - X'_d}{X_t + X'_d} \cdot (V_{s0} \sin \delta_{s0}) \quad (2.44)$$

$$G_5 = -\frac{V_{s0} \cdot V_{d0} X_q \cdot \cos \delta_{s0}}{(X_q + X_t) \cdot V_{t0}} - \frac{V_{s0} \cdot V_{q0} \cdot X'_d \cdot \sin \delta_{s0}}{(X_t + X'_d) \cdot V_{t0}} \quad (2.45)$$

$$G_6 = \frac{X_t}{X_t + X'_d} \cdot \frac{V_{q0}}{V_{t0}} \quad (2.46)$$

$$G_{v1} = \frac{E_{q0} \cdot \sin \delta_{s0}}{X_q + X_t} - \frac{(X_q - X'_d) \cdot i_{q0} \cdot \cos \delta_{s0}}{(X_t + X'_d)} \quad (2.47)$$

$$G_{v2} = - \frac{(X_d - X'_d) \cdot \cos \delta_{s0}}{(X_t + X'_d)} \quad (2.48)$$

$$G_{v3} = - \frac{V_{d0} X_q \cdot \sin \delta_{s0}}{(X_q + X_t) \cdot V_{t0}} + \frac{V_{q0} \cdot X'_d \cdot \cos \delta_{s0}}{(X_t + X'_d) \cdot V_{t0}} \quad (2.49)$$

2.2.3 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTENCIA

2.2.3.1 DISEÑO DEL PSS PARA EL MODELO MODIFICADO DE HEFFRON-PHILLIPS

La acción del PSS es efectiva mediante una función de transferencia denominada GEP(S) ubicada entre el torque eléctrico y la entrada de la tensión de referencia asumiendo las variaciones en la velocidad de la máquina cero. La expresión para la función de transferencia GEP(S) es [7]:

$$GEP(s) = \frac{G_2 \cdot G_3 \cdot EXC(s)}{(1 + s \cdot T'_{d0} \cdot G_3) + G_3 \cdot G_6 \cdot EXC(s)} \quad (2.50)$$

donde EXC(s) es la función de transferencia del sistema de excitación y G_2, G_3, G_6 son constantes del modelo Heffron-Phillips. Esta función puede ser cualquier tipo de excitación, pero para este trabajo se trabajara una gran ganancia y una constante de tiempo pequeña [8], [9]. A medida que las condiciones de operación del sistema cambien, las características de la ganancia y la fase de GEP(s) también lo hacen. Idealmente, la función de transferencia del PSS debería ser recíproca de GEP(s) para poder proporcionar una cantidad adecuada de amortiguamiento con la entrada de velocidad. Esto debería ser una función puramente guía, lo cual no es físicamente posible. Una manera práctica es utilizar un circuito LEAD-LAG para que proporcione una adecuada compensación por sobre el rango de frecuencia deseada. El estabilizador que se considera en esta tesis es propuesto en [10]. La forma del compensador se muestra a continuación [8]:

$$H(s) = K_{pss} \cdot \left(\frac{1 + s \cdot T_1}{1 + s \cdot T_2} \right)^m \quad (2.51)$$

Las constantes T_1 y T_2 se obtienen de:

$$\alpha = \frac{T_2}{T_1} = \frac{1 - \sin \frac{\beta}{m}}{1 + \sin \frac{\beta}{m}} \quad (2.52)$$

$$T_1 = \frac{1}{\Omega \cdot \sqrt{\alpha}} \quad (2.53)$$

$$T_2 = \alpha \cdot T_1 \quad (2.54)$$

La estructura completa del compensador se muestra en la figura 2.4.

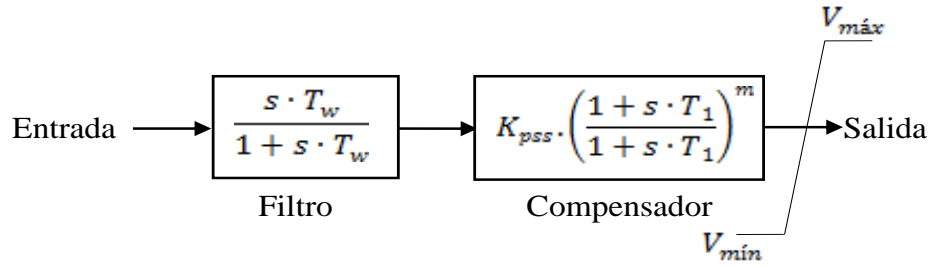


Figura 2.4. Estructura del PSS convencional [11].

2.2.4 MODELO DE LA TURBINA Y GOBERNADOR

2.2.4.1 TURBINAS

Las turbinas en el sistema de generación de energía eléctrica se utilizan para brindar la potencia mecánica de entrada al generador síncrono, además este tipo de tecnología posee su gobernador de velocidad que les permite regular la potencia mecánica para mover el primo-motor del generador creando la suficiente potencia mecánica y por último haciendo posible todo el procedimiento de generación de energía eléctrica. Existen dos tipos de turbinas para el tipo de generación que se está manejando: la turbina térmica y la turbina hidráulica. Dado que este trabajo está interesado en el estudio de la turbina hidráulica, se explicarán a continuación algunos aspectos relevantes de la misma [6].

2.2.4.2 TURBINA HIDRÁULICA

La forma más antigua de generación de energía hidráulica es por medio de las turbinas hidráulicas. Estas turbinas proporcionan la potencia mecánica necesaria para generar energía eléctrica, debido a la fuerza ejercida por el agua cuando cae de un deposito ubicado en un plano más alto a uno en un plano de altura menor; el agua almacenada en un

deposito alto se convierte en energía potencial, el cual al momento de liberar el caudal esta se convierte en energía cinética y en el instante en que el caudal golpea el eje de la turbina genera una reacción de impulso logrando una potencia mecánica para el generador [6].

Existen dos tipos de turbinas las cuales son la turbina de impulso y la turbina Francis; durante muchos años se ha utilizado un sistema para regular la velocidad de las turbinas, este tipo de tecnología se llama gobernador.

El modelo de la turbina hidráulica, de acuerdo al reporte del comité IEEE 1973^a, 1973b y 1973c usa una versión linealizada [6]. Este modelo es válido para variaciones pequeñas en la potencia mecánica y es obtenido mediante la linealización de la fuerza neta de la turbina, del caudal y la potencia mecánica alrededor de un punto de operación como se muestra en [6].

$$G_t(s) = \frac{1 - sT_w}{1 + s\frac{T_w}{2}} \quad (2.55)$$

2.2.4.3 GOBERNADOR DE TURBINAS HIDRÁULICAS

Los gobernadores para este tipo de turbinas se diferencian de los usados para turbinas térmicas en dos cosas: La primera es que requiere una gran fuerza para mover la compuerta de control, ya que requiere superar tanto la presión del agua y la fuerza de fricción; y en segundo lugar la respuesta se debe adecuar a los cambios en la válvula se debe compensar de manera adecuada.

Para proveer la fuerza necesaria para mover la compuerta se hace requiere el uso de dos servomotores. De igual forma que sucede con las turbinas térmicas, la velocidad del regulador actúa a través de un sistema de palancas en la válvula piloto, el cual controla el paso de fluido hidráulico al servomotor piloto. Entonces el servomotor principal actúa en la válvula relé del servomotor principal que controla la posición de la compuerta [6].

Basados en el reporte del comité IEEE 1973^a, 1973b y 1973c, como se muestra en [6]. Se tiene que la ecuación linealizada del gobernador se expresa de la siguiente manera [6].

$$G_g(s) = \frac{1}{1 + sT_{gh}} \quad (2.56)$$

La representación del modelo de la turbina y el gobernador conectada a un generador, se muestra en la figura 2.4 En dicha figura se muestra también el modelo de la turbina y el gobernador conectado modelo del Heffron-Phillips, donde se le agrega un bloque de compensación entre el bloque de la turbina y el gobernador, este bloque se agrega con el fin de tener un control estable y un buen rendimiento en el sistema; la constante de tiempo de reposición (T_R) es típicamente 5 segundos, R_t representa la velocidad de estado transitorio y R_p la velocidad de estado permanente [6], [15].

En la figura 2.4 se muestra el modelo de la turbina y el gobernador , conectado al modelo de Heffron-Phillips, donde se muestra los bloques que representan a este modelo, como lo son : $G_g(s)$, Bloque de compensación y $G_t(s)$, también se muestra las variables de estado que se obtienen de este modelo: $\Delta\omega$, ΔX_E , $\Delta X'_E$ y ΔT_m .

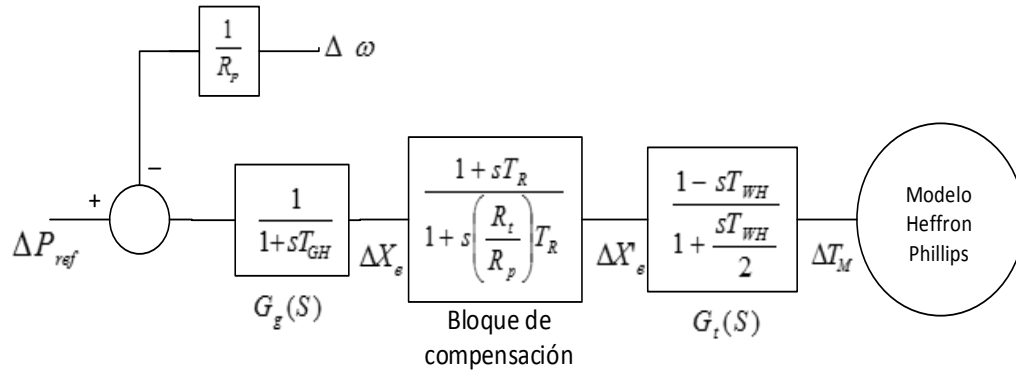


Figura 2.5. Representación del modelo de la turbina y el gobernador conectado al modelo de Heffron-Phillips.

CAPÍTULO 3

3. CONTROLADORES ÓPTIMOS MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE VARIABLES DE ESTADO

Con el fin de mejorar la respuesta del sistema frente a diferentes perturbaciones que se le presente al SEP, se proponen dos controles mediante realimentación de variables de estados (Regulador Cuadrático Lineal y Desigualdades de Matriz Lineal) los cuales son métodos óptimos para hallar la matriz k y permiten obtener mejores resultados a la hora de controlar cierto sistema; estos controles serán implementados posteriormente con el fin de comparar la manera en que el sistema responde con cada uno y realizar la comparación de resultados para determinar cuál de los dos controles es mejor.

3.1 APLICACIÓN DE UN CONTROLADOR LQR

La finalidad de un control por Regulador Cuadrático Lineal (LQR) es realizar control mediante realimentación de variables de estado, con el fin de reubicar los polos del sistema en una zona deseada [1], [4]. La formulación del problema de estabilización usando LQR se presenta en [4], y se plantea como:

$$\dot{X} = AX + BV_{pss} + B_1 \begin{bmatrix} \Delta\theta_s \\ \Delta V_s \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

donde, $X = [\Delta\delta_s \quad \Delta S_m \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{fd}]^T = [\delta_s - \delta_{s0} \quad S_m - S_{s0} \quad E'_q - E'_{q0} \quad E_{fd0}]^T$.

Todos los subíndices “0” hacen referencia al punto donde se realizó la linealización. V_{pss} es la entrada que se ha diseñado para amortiguar las oscilaciones del sistema. B_1 es considerado un término de perturbación para LQR que está diseñado a minimizar la función objetivo que se presenta en (3.2):

$$J = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} E \left(\int_0^\tau X^T \cdot Q \cdot X + V_{pss}^T \cdot R \cdot V_{pss} \right) dt \quad (3.2)$$

El control por realimentación de variables de estado es obtenido como:

$$V_{pss} = -K_{lqr} \cdot X, \quad (3.3)$$

donde,

$$K_{lqr} = R^{-1} \cdot B^T \cdot P \quad (3.4)$$

P es la matriz obtenida por medio de la solución de la ecuación algebraica de Riccati (ARE).

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (3.5)$$

3.2 APLICACIÓN DE UN CONTROLADOR LMI

LMI es una técnica de control que permite resolver problemas de optimización convexa. Ofrece formulaciones numéricas que ayudan a solucionar dificultades que no poseen solución analítica. Esta técnica de control surge en muchos problemas de teoría de control lineal robusto, control estocástico, identificación, entre otros, debido a que reducir un problema al modelo de LMI puede ser una solución práctica al problema. Otra de las razones es que la mayoría de las restricciones de diseño tienen formulaciones en términos de inecuaciones en lugar de ecuaciones matriciales [16].

Este control es basado en el análisis de estabilidad de Lyapunov donde las funciones de formas cuadráticas son fundamentales al momento de realizar este tipo de control. En el caso lineal, suponga que el sistema está dado como se muestra en (3.1). El principal interés es encontrar una ganancia por realimentación de variables como se muestra en (3.6):

$$V_{pss} = K_{lmi} \cdot X \quad (3.6)$$

El sistema mostrado en (3.1) es cuadráticamente estable sí y solo si existe una matriz $P > 0$, de tal forma que la función de Lyapunov $V = X^T P X$ satisfaga la siguiente condición:

$$\begin{aligned} (A + BK_{lmi})^T P + P(A + BK_{lmi}) &< 0 \\ P^{-1}(A + BK_{lmi})^T P + (A + BK_{lmi}) &< 0 \\ P^{-1}(A + BK_{lmi})^T + (A + BK_{lmi})P^{-1} &< 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Si $P > 0$ entonces $P^{-1} > 0$, y realizando un cambio de variable $Q = P^{-1}$, se tiene:

$$\begin{aligned}
Q(A + BK_{\text{Imi}})^T + (A + BK_{\text{Imi}})Q &< 0 \\
QA^T + QK_{\text{Imi}}^T B + AQ + BK_{\text{Imi}} \cdot Q &< 0
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Observe que (3.8) no es lineal. Se define $Y = QK_{\text{Imi}}$, entonces $Q > 0$, y $K_{\text{Imi}} = YQ^{-1}$:

$$QA^T + Y^T B + AQ + BY < 0 \tag{3.9}$$

Por último la restricción es línea, debido a que las incógnitas no quedan multiplicándose entre sí:

$$AQ + QA^T + BY + Y^T B^T < 0 \tag{3.10}$$

El problema de optimización resultante es:

$$\begin{aligned}
&\text{minimizar } f \\
&\text{Sujeto a } AQ + QA^T + BY + Y^T B^T < 0 \\
&Q > 0
\end{aligned} \tag{3.11}$$

La función objetivo f puede ser arbitraria, siempre y cuando cumpla con ser convexa, debido a que en este caso solo interesan las restricciones debido a que son las que garantizan la estabilidad.

El problema de optimización no considera restricciones en la señal de control y en algunos casos estas señales podrían alcanzar valores muy grandes por medio de la ganancia K_{Imi} , conllevando esto a valores que no son posibles en sistemas de potencia reales. Por lo que, se hace necesario también limitar la señal de control. La demostración de este modelo se da en [17] y el problema de optimización resultante es:

$$\begin{aligned}
& \text{minimizar } f \\
& \text{Sujeto a } AQ + QA^T + BY + Y^TB^T < 0 \\
& Q > I \\
& \begin{bmatrix} Q & Y^T \\ Y & \mu^2 I \end{bmatrix} > 0,
\end{aligned} \tag{3.12}$$

donde, μ será el valor al que se va a limitar la señal de control. Finalmente, el control LMI también se puede plantear para varias condiciones de operación del sistema. Para cada escenario de carga se encuentra una representación matemática que describe el sistema de la forma presentada en (3.1). Por lo tanto aparecen varias matrices A que dependen de cada punto de operación del sistema y que conforman nuevas restricciones al modelo de optimización. Lo anterior permite definir un control robusto La demostración de este modelo se da en [17] y el problema de optimización resultante es:

$$\begin{aligned}
& \text{minimizar } f \\
& \text{Sujeto a} \\
& A_1Q + QA_1^T + BY + Y^TB^T < 0 \\
& A_2Q + QA_2^T + BY + Y^TB^T < 0 \\
& A_3Q + QA_3^T + BY + Y^TB^T < 0 \\
& \vdots \\
& A_nQ + QA_n^T + BY + Y^TB^T < 0 \\
& Q > I \\
& \begin{bmatrix} Q & Y^T \\ Y & \mu^2 I \end{bmatrix} > 0,
\end{aligned} \tag{3.13}$$

donde, cada subíndice de la matriz A, representa un estado operativo del sistema y n el número de estado operativo que se tuvieron en cuenta.

Las LMIs que surgen en la teoría de control para sistemas de potencia pueden ser formuladas como problemas semidefinidos los cuales se pueden solucionar mediante un software que permita la consideración de restricciones semidefinidas y que además garantice convexidad: Un ejemplo es la herramienta de software de Matlab, CVX (que es la utilizada en esta tesis), no permite evaluar problemas que no sean convexos, siendo esto un requisito indispensable [16].

Los diseños de control por realimentación de estado no requieren información externa del sistema y todas las variables de estado se pueden obtener por medio de mediciones locales como el control propuesto en esta tesis.

CAPÍTULO 4

4. ANÁLISIS COMPARATIVO DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL Y DE LOS MODELOS DE HEFFRON-PHILLIPS

Con el fin de establecer cuál de los controladores propuestos responde mejor ante diversas perturbaciones sobre el sistema, se realiza el análisis comparativo entre los tiempos de estabilización obtenidos. Además se hace también una comparación entre los diferentes modelos de Heffron -Phillips con el fin de saber cuál es el más adecuado a la hora de realizar estudios de pequeña señal.

4.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA BAJO ESTUDIO

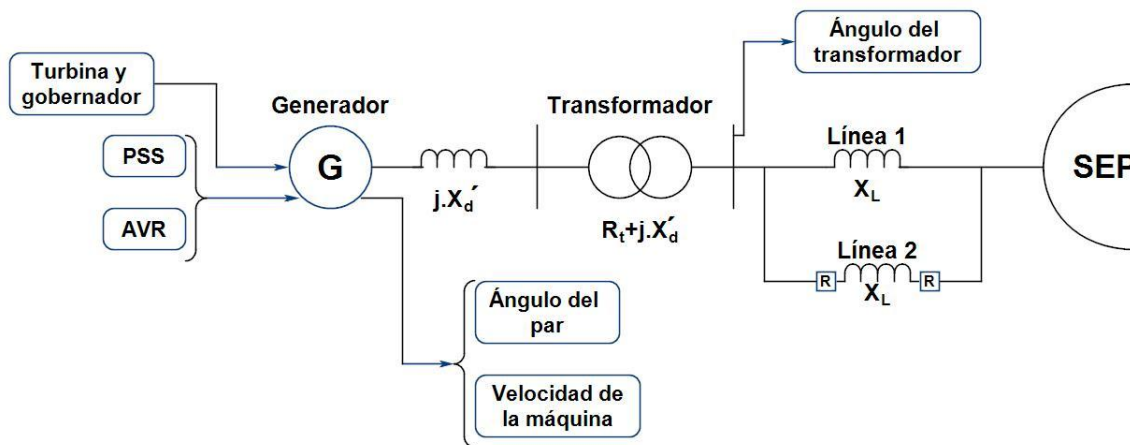


Figura 4.1. Sistema bajo estudio.

En la figura 4.1, se muestra el modelo del SEP implementado en Matlab/Simulink, los datos más importantes tomados para observar que el SEP logre estabilizarse luego de las perturbaciones, los cuales son los mismos para lograr controlar el SEP ante diferentes condiciones operativas que se mencionarán en el presente capítulo. Por último los componentes principales para compensar el SEP ante perturbaciones de pequeña señal. La tabla 4.1 se muestra los componentes mencionados anteriormente.

Tabla 4.1. Componentes principales del SEP bajo estudio

Componentes del SEP	Generador síncrono	Transformador	Línea 1, línea 2 y sistema de protecciones (R)
Datos importantes	Angulo del par	Angulo del transformador	Velocidad de la máquina
Compensadores del SEP	AVR	PSS	Turbina y gobernador

Las simulaciones en el dominio del tiempo son realizadas sobre el sistema de prueba mostrado en la figura 4.1, para comprobar el desempeño de los estabilizadores LMI y LQR presentado bajo diversas perturbaciones en el SEP. Los estabilizadores son comparados con el control que ejecuta un PSS convencional (PSSC) [18]. En la figura 4.2 se muestra el esquemático del sistema implementado en MatLAB/Simulink.

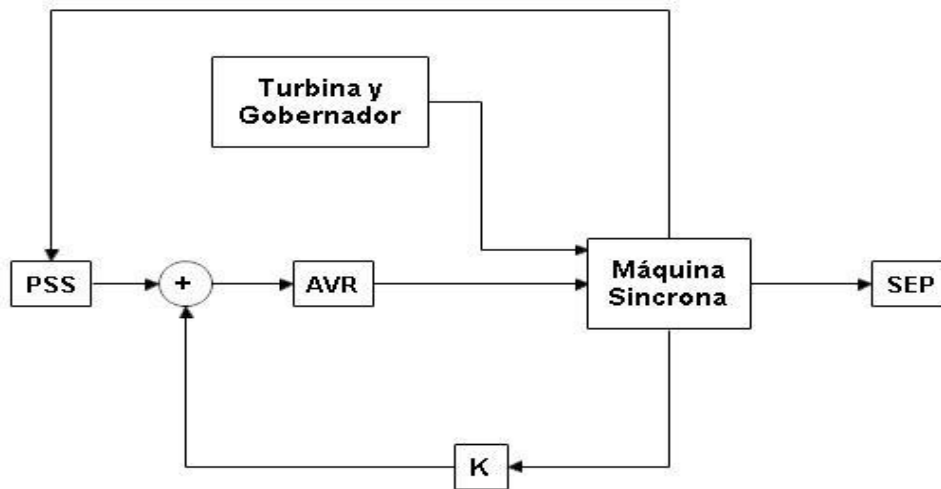


Figura 4.2. Esquemático del sistema implementado en MatLAB/Simulink.

Las variables de estado que se utilizarán para hallar la matriz K necesaria para obtener la constante V_{PSS} son: $\Delta\omega, \Delta\delta, \Delta E'_q, \Delta E'_{fd}, \Delta X_E, \Delta X'_E, T_m$. Para obtener dicha constante es necesario conocer la matriz K, ya sea por el método de LQR o LMI, (debido a lo que se explicó en el capítulo anterior donde se menciona que estos son métodos óptimos para

hallar la matriz K), luego es necesario tener presente que se deben tomar los valores de las variables de estado del sistema implementado en este documento, dichas variables de estado se deben de hallar en tiempo real y tomar los valores de cada una de las variables de estado del sistema mostrado en la figura 4.1, exceptuando las variables del estabilizador de sistema de potencia convencional (PSSC), ya que con este tipo de control se busca poner en contraste con los otros dos tipo controles que utilizan realimentación de variables de estado. A continuación se muestra a que parte del sistema pertenece cada una de las variables de estado mencionadas anteriormente:

Tabla 4.2. Variables de estado del sistema

Sistema	Variable de estado
Generador síncrono	$\Delta\omega, \Delta\delta$
Sistema de excitación	$\Delta E'_q, \Delta E_{fd}$
Turbina y gobernador	$\Delta X_E, \Delta X'_E, \Delta T_m$

Luego de obtener los valores de cada variable de estado y la matriz K (dependiendo del método de control que se esté implementando), se encuentra la constante V_{PSS} , teniendo en cuenta (3,3) y (3,6), se multiplica la matriz K por las variables del sistema a controlar.

A continuación se muestran los datos empleados del sistema de potencia, la máquina síncrona, los controladores LQR y LMI, el PSSC. Todos los datos del SEP, como los de la máquina, los del excitador y los del PSSC son tomados de [10]. La reactancia del transformador es de $X_t = 0.1 p.u.$. Los datos de la máquina son: $X_d = 1.6 p.u.$, $X_q = 1.55 p.u.$, $X'_d = 0.32 p.u.$, $T'_{d0} = 6 s$, $H = 5 s$, $D = 0$, $f_B = 60Hz$, $E_B = 1.0 p.u.$. Los datos del excitador son: $K_A = 200$, $T_A = 0.05 s$, $E_{fdmáx} = 6 p.u.$ y $E_{fdmín} = -6 p.u.$. Los datos del CPSS son: $T_1 = 0.0952 s$, $T_2 = 0.0217 s$, $K_{pss} = 13$ y $T_w = 2 s$, $m = 2$ y las salidas máximas del CPSS es $\pm 0.05 p.u.$. Para el diseño del PSS basado en LQR se toma $Q = diag([0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1])$ y $R = 0.095$. El único parámetro para el diseño del LMI propuesto es $\mu = 0.5$. Las constantes de tiempo del filtro las seleccionaron de tal forma que de la frecuencia de modo local se encontrara por debajo de 45° y el cruce por 90° ocurre a 22 rad/seg 3.5Hz [10], [19].

4.1.1 RESULTADOS Y ANÁLISIS EMPLEANDO EL MODELO HEFFRON-PHILLIPS CLÁSICO.

En la figura 4.3 y 4.4 se muestra la respuesta del sistema en términos de la variación de la velocidad ω y del ángulo δ , respectivamente, para una variación del 20% en la potencia mecánica P_m . Bajo esas condiciones de operación tanto el PSSC, como el basado en LQR y el LMI propuesto han sido capaces de responder de forma efectiva, comportándose de manera similar a un sistema sobre amortiguado. Como se observa en la figura 4.3 el control basado en LMI muestra una mejor respuesta que el LQR con un 0.2% menos de sobre paso y con un tiempo de estabilización de 2.19s después del cambio de referencia en la potencia.

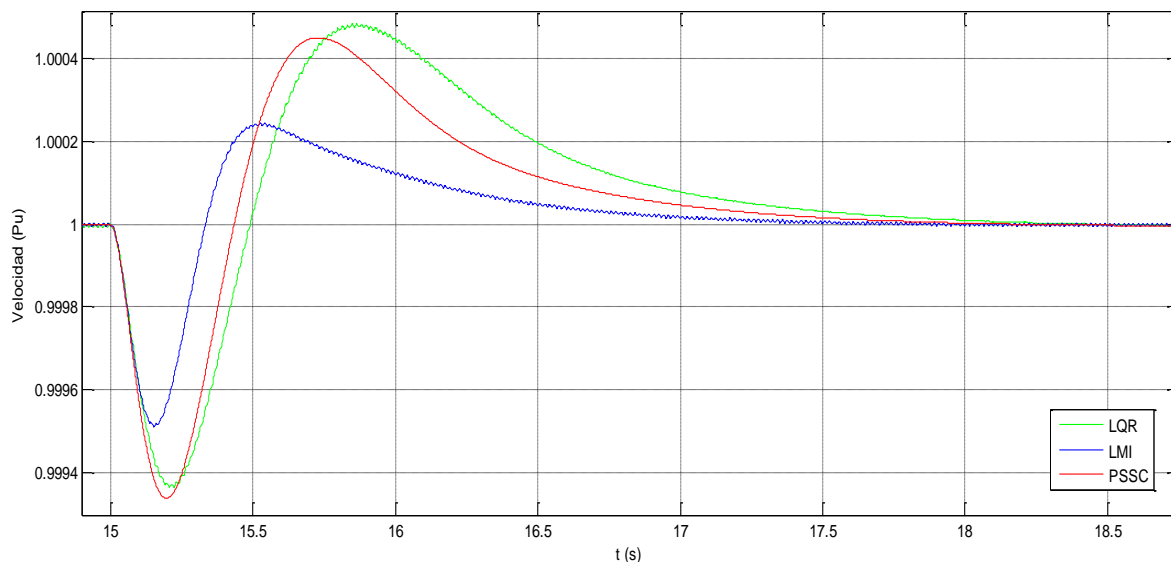


Figura 4.3. Variación de la velocidad ante una variación en la potencia mecánica.

Como se observa en la figura 4.4 el control basado en LMI muestra una mejor respuesta que el LQR con un 45.52% menos de sobrepaso y un con un tiempo de estabilización de 2s después del cambio de referencia en la potencia.

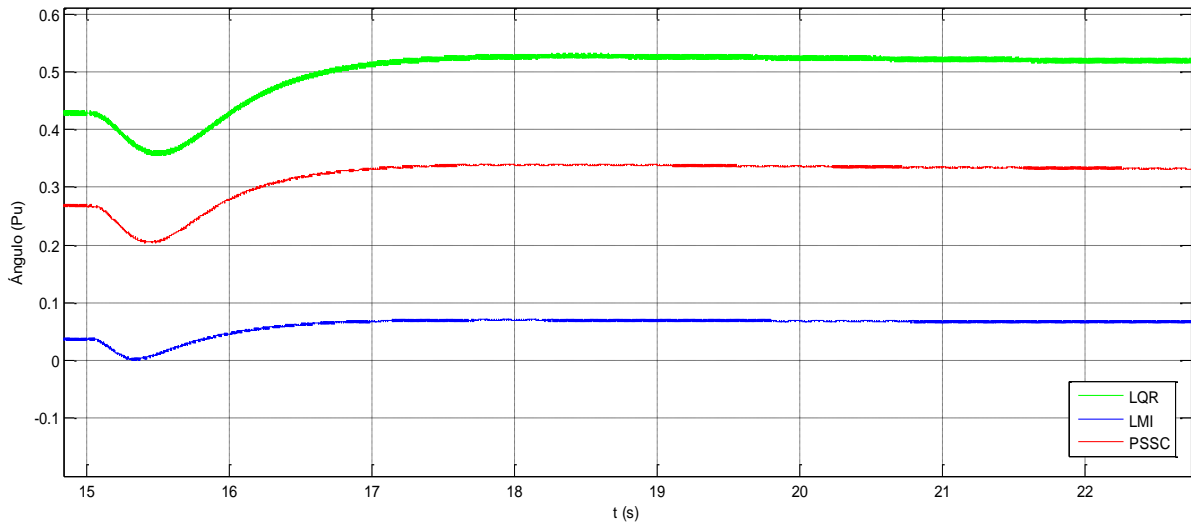


Figura 4.4. Variación del ángulo ante una variación en la potencia mecánica.

En la figura 4.5 y 4.6 se muestran la respuesta del sistema en términos de la variación de la velocidad ω y del ángulo δ respectivamente, para una falla transitoria de 0.1s de duración. Bajo esta falla los tres controles, el PSSC, el control basado en LQR y el LMI han sido capaces de amortiguar el sistema de forma efectiva. Como se observa en la figura 4.5 el control basado en LQR muestra una mejor respuesta que el LMI con un 1.43% menos de sobre paso, pero el LMI muestra un tiempo de estabilización de 1.34s mientras que el LQR es de 1.46s, ambos tomados a partir de los 10 s.

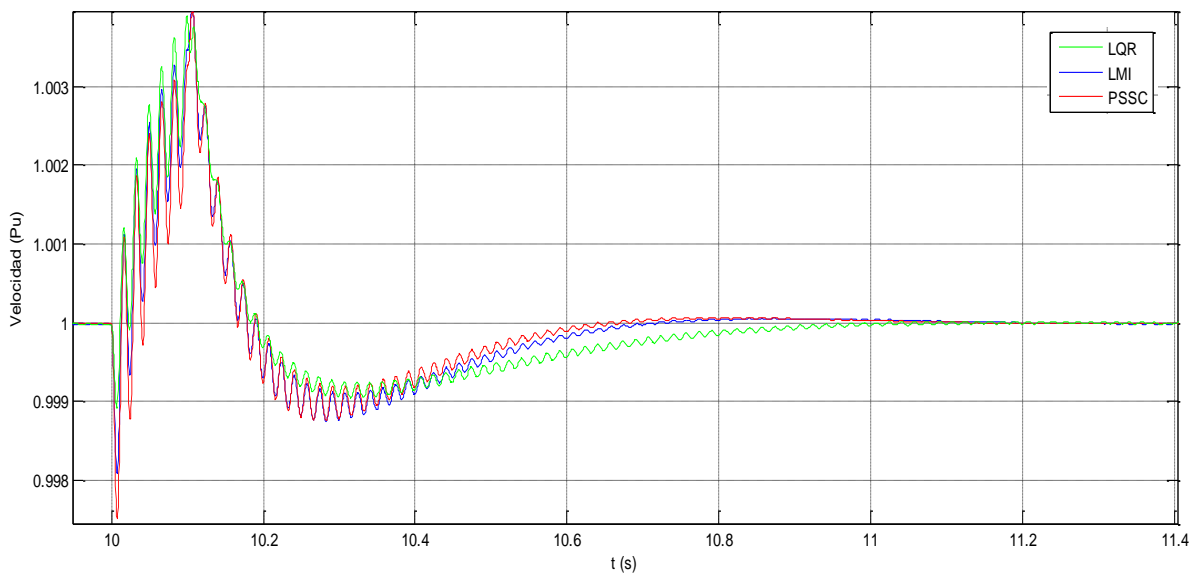


Figura 4.5. Variación de la velocidad ante una falla transitoria de 0.1s de duración.

En la figura 4.6 se observa que los controles propuestos presentan un comportamiento similar al de un sistema críticamente amortiguado. Sin embargo, el LMI presenta una mejor respuesta que el LQR con un 61.41% menos de sobre paso y un con un tiempo de estabilización de 0.53 s después de ocurrido la variación en la potencia.

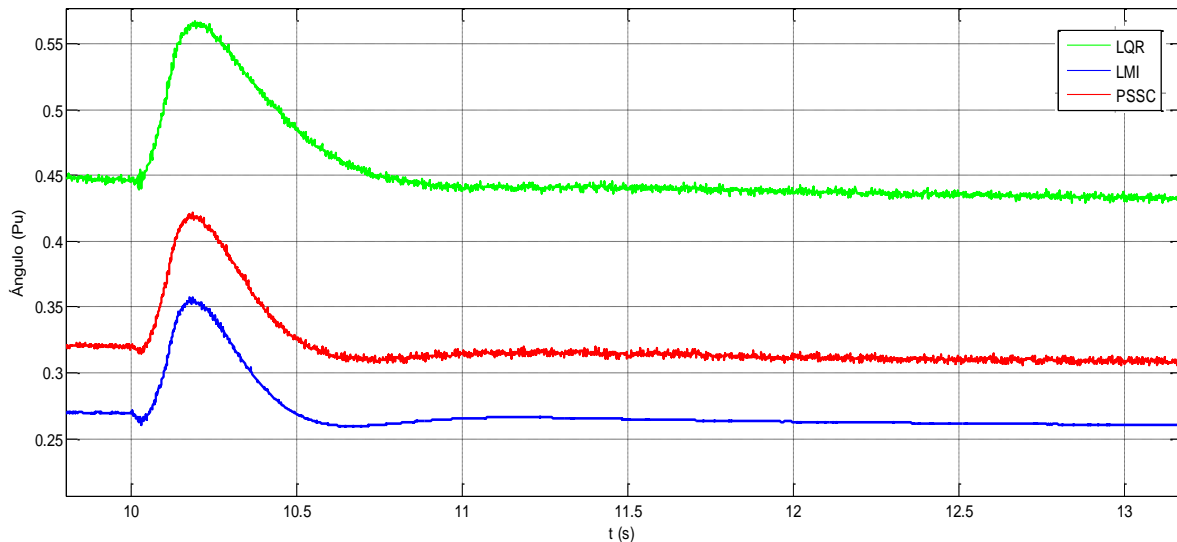


Figura 4.6. Variación del ángulo ante una falla transitoria de 0.1s de duración.

Las figuras 4.7 y 4.8 muestran como responde el sistema en términos de la variación de la velocidad ω y del ángulo δ respectivamente, para una falla permanente en una de las líneas, para la cual las protecciones actúan en un tiempo de 0.032s. Bajo esta falla los controles propuestos han sido capaces de amortiguar el sistema de forma efectiva. Como se observa en la figura 4.7 el PSS basado en LQR muestra una mejor respuesta que el LMI con un 0.6% menos de sobre paso, pero el LMI muestra un tiempo de estabilización de 1.94s mientras que el LQR presenta un tiempo de 2.07s después de ocurrido la variación en la potencia.

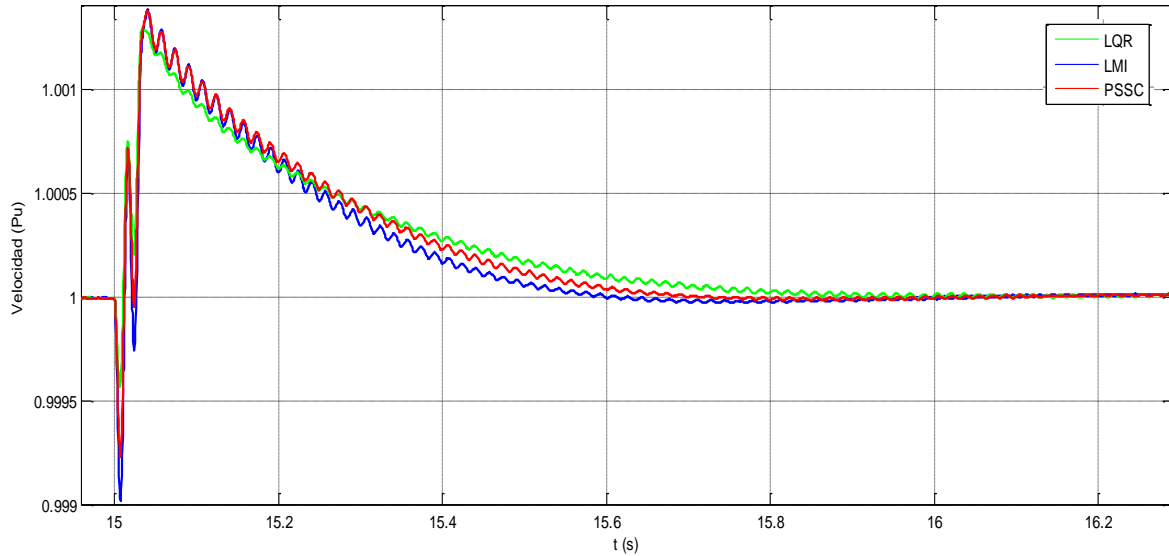


Figura 4.7. Variación de la velocidad ante una falla permanente en una línea.

En la figura 4.8 se observa que el PSS basado en LMI muestra un comportamiento similar al de un sistema sobre amortiguado, mientras que el LQR muestra un comportamiento similar al de un sistema críticamente amortiguado. Sin embargo, el LMI presenta una mejor respuesta que el LQR con un 42.95% menos de sobre paso y un con un tiempo de estabilización de 0.3s, después de ocurrido la variación en la potencia.

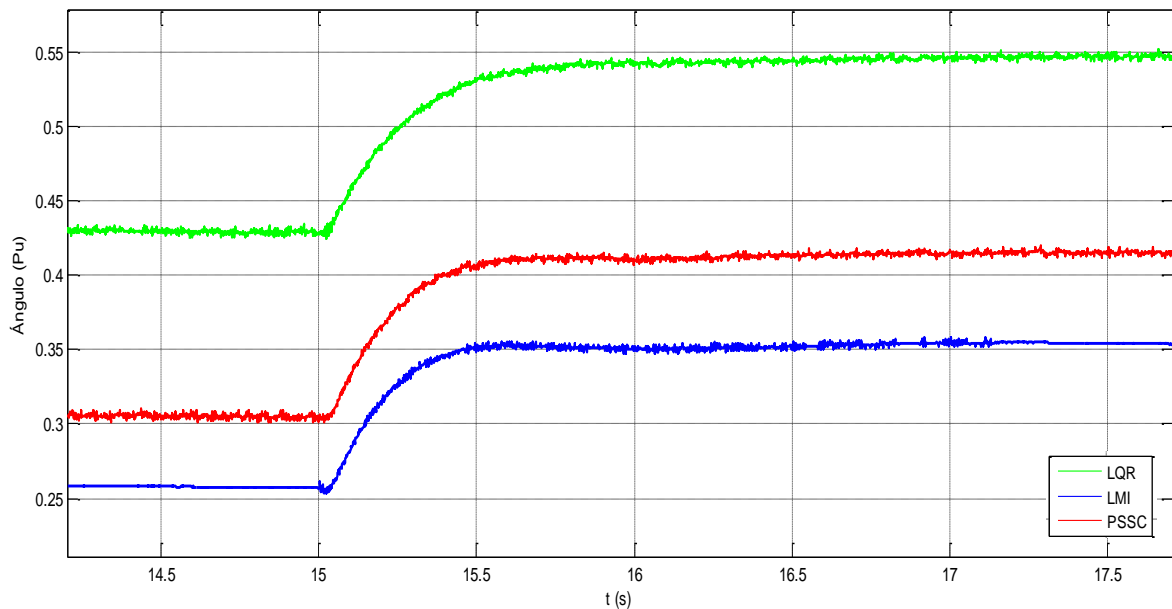


Figura 4.8. Variación del ángulo ante una falla permanente en una línea.

4.1.2 RESULTADOS Y ANÁLISIS PARA EL MODELO HEFFRON-PHILLIPS MODIFICADO

Las figuras 4.9 y 4.10 muestran, al igual que en numeral anterior, que la respuesta del sistema en términos de la variación de la velocidad ω y del ángulo δ , para una variación del 20% en la potencia mecánica P_m . En estas condiciones de operación el PSSC, el LQR y el LMI propuesto han sido capaces de amortiguar el sistema de forma efectiva, comportándose como un sistema sobre amortiguado. En la figura 4.9 observamos que el control basado en LMI muestra una mejor respuesta que el LQR con un 0.17% menos de sobre paso y un con un menor tiempo de estabilización de 3s, después de ocurrido la variación en la potencia.

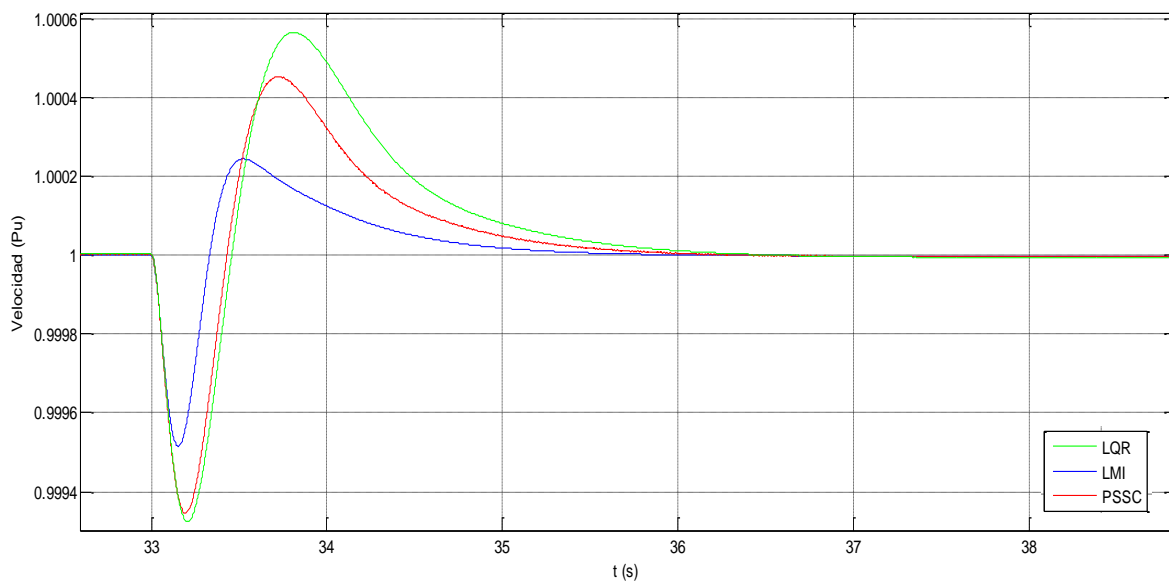


Figura 4.9. Variación de la velocidad ante una variación en la potencia mecánica.

Como se observa en la figura 4.10 el control basado en LMI muestra una mejor respuesta que el LQR con un sobrepaso del 42.89% menor y un con un tiempo de estabilización, de 1.85s después de ocurrido la variación en la potencia.

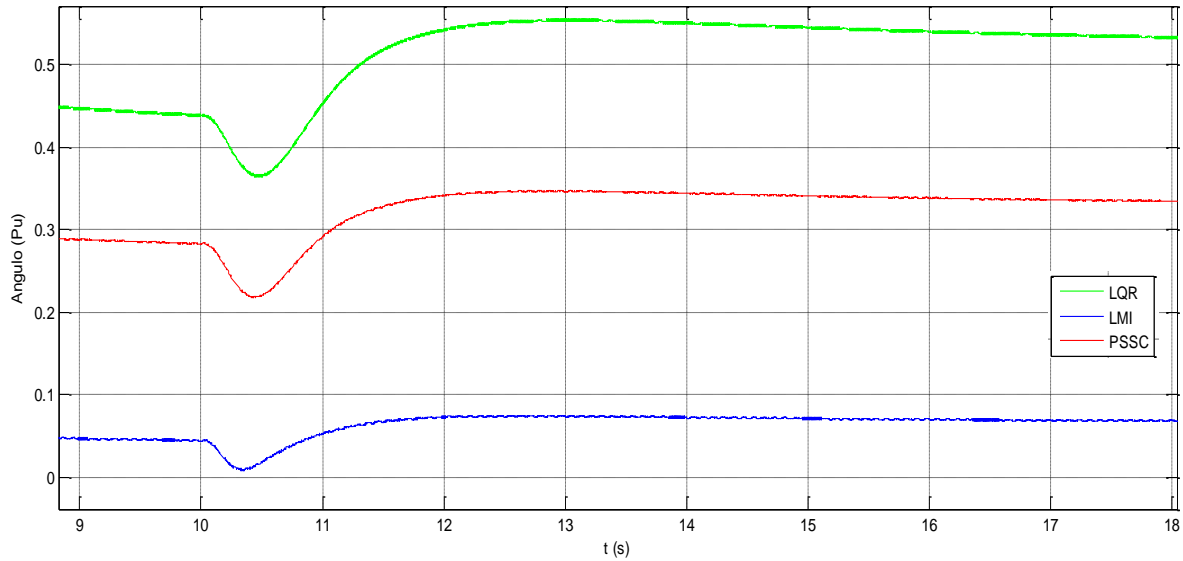


Figura 4.10. Variación del ángulo ante una variación en la potencia mecánica.

En la figura 4.11 y 4.12 se presenta la respuesta del sistema en términos de la variación de la velocidad ω y del ángulo δ , pero en este caso para una falla transitoria de 0.1s de duración. Bajo esta condición de operación los tres controles, el PSSC, el control basado en LQR y el LMI han sido capaces de amortiguar el sistema de forma efectiva. Como se observa en la figura 4.11 el control basado en LMI muestra una mejor respuesta a comparación que el LQR con un 10.25% menos de sobre paso y un con un menor tiempo de estabilización de 0.7s, después de ocurrido la variación en la potencia.

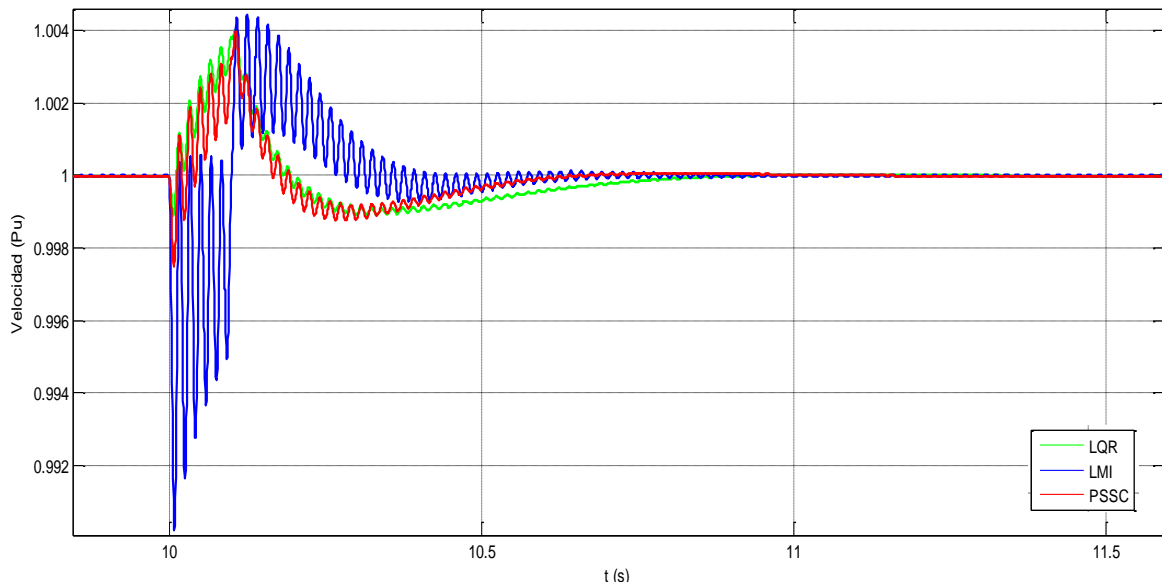


Figura 4.11. Variación de la velocidad ante una falla transitoria de 0.1s de duración.

En la figura 4.12 se observa que los controles propuestos muestran un comportamiento similar al de un sistema críticamente amortiguado. Sin embargo, el LMI presenta una mejor respuesta que el LQR con un 41.97% menos de sobre paso y un con un menor tiempo de estabilización de 0.55s después de ocurrido la variación en la potencia.

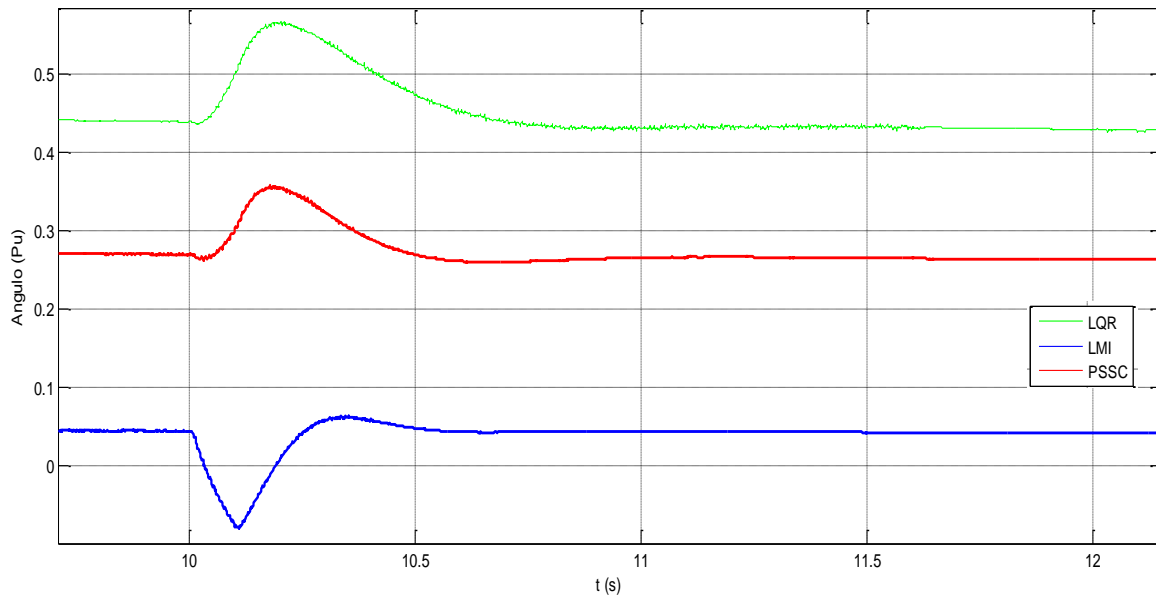


Figura 4.12. Variación del ángulo ante una falla transitoria de 0.1s de duración.

Las figuras 4.13 y 4.14 muestran cómo responde el sistema en términos de la variación de la velocidad ω y del ángulo δ respectivamente, para una falla permanente en una de las líneas, para la cual las protecciones actúan en un tiempo de 0.032s. Bajo esta falla los controles propuestos han sido capaces de amortiguar el sistema de forma efectiva. Como se observa en la figura 4.13 el PSS basado en LQR muestra una mejor respuesta que el LMI con un 3.84% menos de sobre paso, pero el LMI muestra un mejor tiempo de estabilización que el LQR, siendo de 0.77 y 0.88 segundos respectivamente, después del cambio de referencia en la potencia.

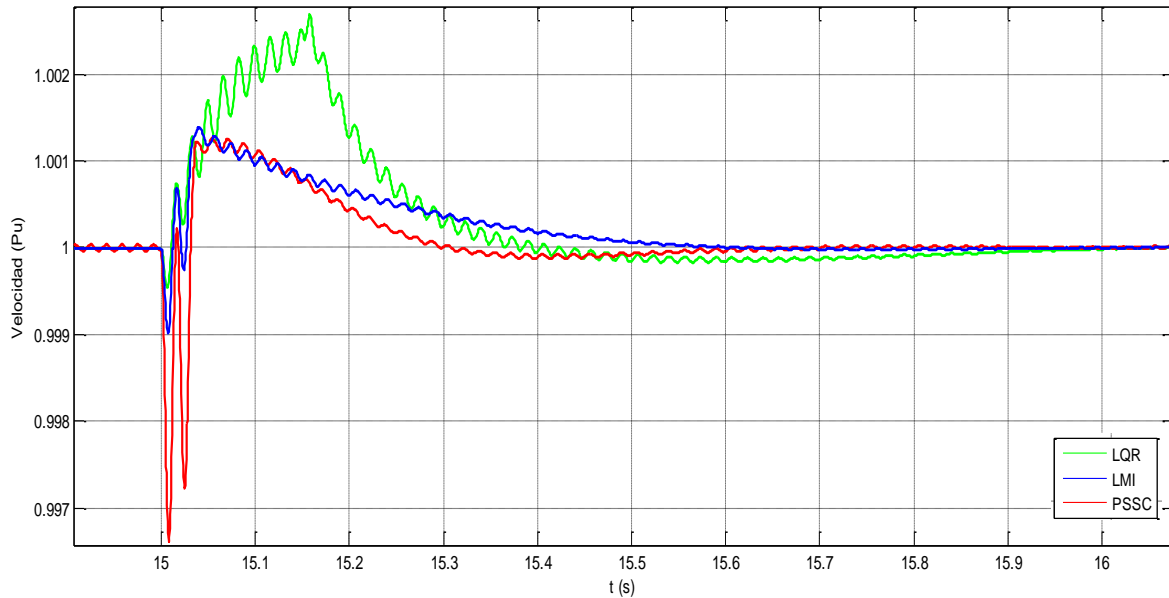


Figura 4.13. Variación de la velocidad ante una falla permanente en una línea.

En la figura 4.14 se observa que el PSS basado en LMI mostró un comportamiento similar al de un sistema sobre amortiguado, mientras que el LQR muestra un comportamiento similar al de un sistema críticamente amortiguado. Sin embargo, el LMI presenta una mejor respuesta que el LQR con un 32.59% menos de sobre paso y con un tiempo de estabilización de 0.57s, después del cambio de referencia en la potencia.

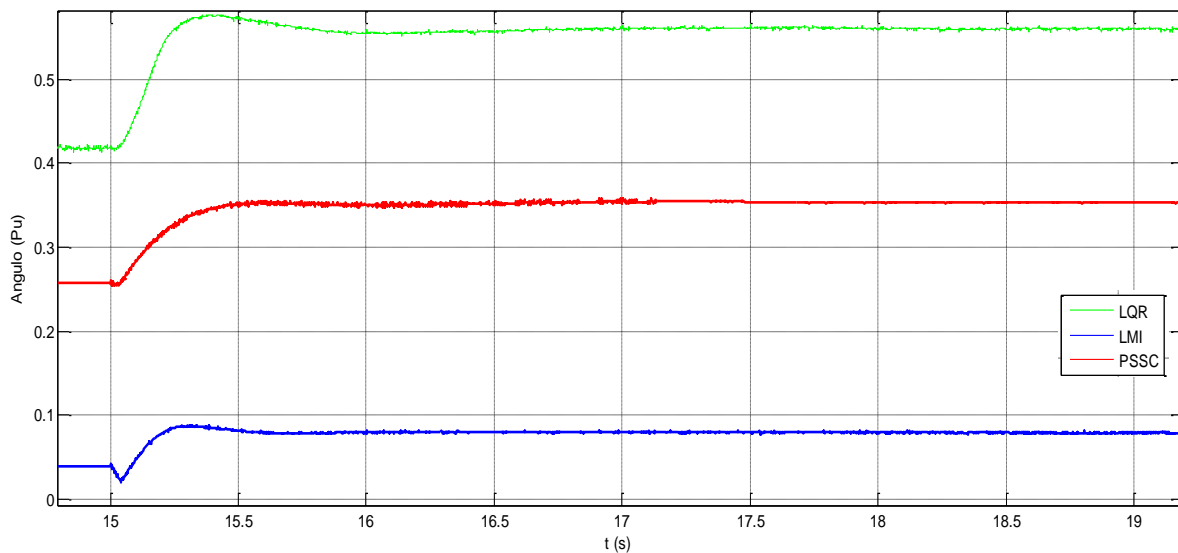


Figura 4.14. Variación del ángulo ante una falla permanente en una línea.

4.1.3 RESUMEN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

Las tablas 4.3 y 4.4 muestran de manera concisa el sobrepaso y el tiempo de estabilización respecto a la velocidad del sistema para cada uno de los controles y modelos propuestos en el documento:

Tabla 4.3. Valores de sobrepaso (PU) para la velocidad del sistema.

Modelo Control	Heffron-Phillips clásico	Heffron-Phillips modificado
Variación en la potencia mecánica		
PSSC	0.9949	0.9939
LQR	0.9947	0.9938
LMI	0.9969	0.9956
Falla transitoria de 0.1s		
PSSC	0.975	0.0401
LQR	0.989	0.039
LMI	0.981	0.043
Falla permanente		
PSSC	0.0017	0.0014
LQR	0.0016	0.0027
LMI	0.00165	0.00145

Tabla 4.4. Valores de tiempo (segundos) de estabilización para la velocidad del sistema.

Modelo Control	Heffron-Phillips clásico	Heffron-Phillips modificado
Variación en la potencia mecánica		
PSSC	3.14	4
LQR	3.44	3.78
LMI	2.19	3
Falla transitoria de 0.1s		
PSSC	1.56	1.1
LQR	1.46	0.95
LMI	1.34	0.7
Falla permanente		
PSSC	0.95	0.93
LQR	0.97	1.1
LMI	0.91	0.71

Las tablas 4.5 y 4.6 muestran de manera concisa el sobrepaso y el tiempo de estabilización respecto al ángulo del par para cada uno de los controles y modelos propuestos en el documento:

Tabla 4.5. Valores de sobrepaso (PU) para el ángulo del par.

Control \ Modelo	Heffron-Phillips clásico	Heffron-Phillips modificado
Variación en la potencia mecánica		
PSSC	0.0627	0.0642
LQR	0.0722	0.0734
LMI	0.034154	0.036664
Falla transitoria de 0.1s		
PSSC	0.1182	0.0509
LQR	0.0873	0.0687
LMI	0.04561	0.03986
Falla permanente		
PSSC	0.105	0.0959
LQR	0.1147	0.1591
LMI	0.0959	0.04558

Tabla 4.6. Valores de tiempo de estabilización (segundos) para el ángulo del par.

Control \ Modelo	Heffron-Phillips clásico	Heffron-Phillips modificado
Variación en la potencia mecánica		
PSSC	3	2.19
LQR	2.69	2.15
LMI	2	1.85
Falla transitoria de 0.1s		
PSSC	0.6	0.72
LQR	0.7	0.63
LMI	0.53	0.55
Falla permanente		
PSSC	1.5	0.96
LQR	1.98	1.03
LMI	0.88	0.61

CAPÍTULO 5

5. CONCLUSIONES

- Para las pruebas de falla transitoria y falla permanente se pudo observar en la velocidad del sistema que utilizando ambos modelos de Heffron-Phillips, los tres controles propuestos muestran un ruido, que se debe a la velocidad con la que se estabiliza cada uno de dichos controladores en el estado de falla transitoria y permanente. Esto es debido a que el modelo de Heffron Phillips, tanto clásico como modificado, son modelos utilizados en el estudio de pequeña señal y no para fallas.
- Para las pruebas de cambio de potencia mecánica, donde esta varió un 20% de su potencia nominal, se pudo notar que los tres controladores propuestos obtuvieron una buena respuesta para los diferentes estados de operación presentados en el presente trabajo; el controlador que presentó mejores resultados fue el LMI, en el ángulo del par presentó un menor sobrepaso y tiempo de estabilización promedio de 44.20% y 1.92s respectivamente, en la velocidad del sistema presentó un menor sobrepaso y tiempo de estabilización promedio de 0.185% y 2.59s respectivamente. Los valores obtenidos anteriormente son respecto al LQR; estos controladores no tuvieron ruido a la hora de estabilizarse, dado que el modelo de Heffron-Phillips, clásico y modificado, son empleados para los estudios de pequeña señal, es decir, las variaciones pequeñas en el estado de operación del SEP.
- De acuerdo con las tablas 4.2 a 4.5 se observó que el control por realimentación de variables de estado basado en LMI presentó un mejor comportamiento en las pruebas realizadas, con un menor sobrepaso y en el 100% de las mismas un menor tiempo de estabilización. Demostrando que este control es el que mejor respuesta genera para cada uno de los diferentes estados de operación del sistema.
- Para el modelo de Heffron-Phillips clásico el desempeño del control basado en LMI en el ángulo del par presentó un menor sobrepaso promedio de 49.87%, mientras que en el modelo de Heffron-Phillips modificado el control basado en LMI en el ángulo del par presentó un menor sobrepaso promedio de 39.15%, con una diferencia porcentual de 10.72% En el modelo de Heffron-Phillips clásico el desempeño del control basado en LMI en la velocidad de la máquina mostró un tiempo de estabilización del sistema promedio de 1.866 segundos mientras que en el modelo de Heffron-Phillips modificado el control basado en LMI en la velocidad presento un tiempo de estabilización promedio de 1.49 segundos, con una diferencia de 0.376 segundos. Los valores obtenidos anteriormente son respecto al LQR, donde el que obtuvo mejores resultados de los modelos fue el modificado ,esto se presentó en casos donde se cambiaba la potencia mecánica de referencia, la falla transitoria de 0.1s y por último la falla permanente; la razón por la que el modelo de Heffron-Phillips modificado obtiene mejores resultados es que este modelo ha sido desarrollado tomando la tensión del secundario del transformador como referencia en lugar de la tensión de barraje infinito, como lo hace el modelo clásico, siendo esto una ventaja a la ahora de

implementar el control por realimentación de variables de estado, ya que todas la mediciones son dentro la central generadora y no depende de medidas externas de éste.

5.1 FUTUROS TRABAJOS DE INVESTIGACION

Los trabajos futuros que se derivan de este trabajo son los siguientes:

- Realizar un control de área amplia fuera de línea.
- Implementar un control para la turbina y gobernador de la máquina.
- Comparar el control basado en LMI con un control basado en LMI robusto.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Z. Y. Dong, "Advanced Methods for Small Signal Stability Analysis and Control in Modern Power Systems," Ph.D. dissertation, The University of Sidney New South Wales, 2006.
- [2] P.W. Sauer, Power System Dynamics and Stability. vol. I. New Jersey: Prentice Hall p. 221, 1998.
- [3] F. P. Demello and C. Concordia, "Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-88, No.4, pp. 316-329, 1969.
- [4] A. Venkateswara Reddy and M. Vijay Kumar and G. Gurralla "Novel Approach for the Design of State Feedback Power System Stabilizers" Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on.
- [5] Y.-H. M. K.-H. K. Seoog-Joo Kim, Soonman Kwon, "Low-order Robust Power System Stabilizer for Single-Machine Systems: an LMI Approach," IEEE Transactions, 2006
- [6] J. Machowski, J. W. Bialek, J. R. Bumby, Power System Dynamics Stability and Control. John Wiley; John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [7] G. Gurunath and I. Sen, "Power system stabilizers design for interconnected power systems," IEEE Trans.Power Sys., vol. accepted, 2009.
- [8] IEEE Task Force, "Current usage and suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines," IEEE Trans.Energy Conv., vol. EC-I, No.1, pp. 77-93, 1986.
- [9]] Doradla. Prathap, M. Ravindra Babu, B. Durga Prasad, A. Ramulu, "Compariosn of Different Techniques For Design of Power System Stabilizer", International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST).
- [10] G. Gurunath and I. Sen, "A modified heffron-phillip's model for the design of power system stabilizers," in Powercon 2008, New Delhi, India, October 12 - 15, 2008.
- [11] KR.Padiyar, Power System Dynamics Stability and Control. John Wiley; Interline Publishing, 1996
- [12] P.W. Sauer, Power System Dynamics and Stability. vol. I. New Jersey: Prentice Hall p. 221, 1998.
- [13] M. Gibbard, P. Pourbeik, and D. Vowles. Small-signal stability, control and dynamic performance of power systems. Elsevier, 2014.

- [14] Y.-H. M. K.-H. K. Seoog-Joo Kim, Soonman Kwon, "Low-order Robust Power System Stabilizer for Single-Machine systems: an LMI Approach," IEEE Transactions, 2006.
- [15] R. Shivakumar, "Multimachine Stability Analysis for Power Systems Considering Hydel and Steam GT Dynamics Using BIO Inspired Genetic and PSO Algorithms," Ph.D. dissertation, Anna University, 2012.
- [16] S. Boyd and L. Vandenberghe, Convex optimization. Cambridge university press, 2004.
- [17] E. F. Stephen Boyd, Laurent El Ghaoui and V. Balakrishnan, Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory, P. University City Science Center, Philadelphia, Ed. Society for Industrial and Applied Mathematics Philadelphia, 1994.
- [18] M. Gibbard, P. Pourbeik, and D. Vowles. Small-signal stability, control and dynamic performance of power systems. Elsevier, 2014.
- [19] G. Gurrula, "Power system stabilizing controllers - multi machine systems," Ph.D. dissertation, Indian Institute of Science, January 2010.